doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.07.002

引用格式:杨大龙,任亚博,张健,等.变速率部分更新盲均衡算法[J].电讯技术,2014,54(7):869-875.[YANG Da-long, REN Ya-bo, ZHANG Jian, et al. A Variable Step-size Partial Update Blind Equalization Algorithm[J]. Telecommunication Engineering, 2014,54(7):869-875.]

变速率部分更新盲均衡算法*

杨大龙^{1,2,}**,任亚博^{1,2},张 健²,陈志强¹,陈大海²

(1. 清华大学 工程物理系, 北京 100084;2. 中国工程物理研究院 电子工程研究所,四川 绵阳 621900)

摘 要:对于长抽头系数自适应算法,基于最大化自适应滤波器系数误差向量原则的变速率部分更 新算法,能够在大幅度降低算法实现复杂度的同时,解决部分更新算法收敛速度慢的问题。但是,该 变速率算法仅适用于 LMS 结构,对于具有非线性代价函数的部分更新自适应盲均衡算法并不适用。 基于同样的最优化思想,通过替换步长计算表达式中的部分统计量,提出了能够适合于部分更新多 模盲均衡算法(MMA)的确定性变步长控制算法,并通过递归的方式计算步长值,简化了实现过程。 对固定信道和时变信道的数值仿真结果表明,新算法相比传统基于收敛误差的经验性变步长算法具 有更快的收敛速度和更好的跟踪性能,有效解决了部分更新自适应盲均衡算法的确定性变速率控制 问题,提升了算法的收敛速度和跟踪性能。

关键词: 盲均衡; 多模算法; 变速率算法; 部分更新; 收敛速度;跟踪性能 中图分类号: TN911.5 文献标志码: A 文章编号: 1001-893X (2014) 07-0869-07

A Variable Step-size Partial Update Blind Equalization Algorithm

YANG Da-long^{1,2}, REN Ya-bo^{1,2}, ZHANG Jian², CHEN Zhi-qiang¹, CHEN Da-hai²

(1. Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

Abstract: For adaptive filters with large amount of filter taps, the variable step-size(VSS) partial update algorithm can significantly reduce the computational complexity and solve the problem of slow convergence speed of partial update algorithm at the same time by maximizing the filter tap error vector's mean square deviation. However, this VSS method can only be applied to LMS structure, not to the partial update blind equalizers with non-linear cost functions. Based on the same optimization ideas, a new deterministic VSS algorithm is proposed by replacing some statistic expression, which is suitable for multi-modulus algorithm (MMA). And the proposed algorithm is simplified by recursive calculation. Numerical simulation results under fixed and time varying channels show that the new algorithm can realize faster convergence speed and better tracking performance than the traditional empirical VSS control problem for partial update adaptive blind equalization algorithm, and improves the convergence speed and tracking performance.

Key words: blind equalization; multi-modulus algorithm; variable step-size algorithm; partial update; conveygence speed; tracking performance

1 引 言

在高速无线通信系统中,为补偿多径传播以及

限带效应引起的符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI),采用自适应均衡器是一种普遍的解决方

^{*} 收稿日期:2014-01-28;修回日期:2014-04-08 Received date:2014-01-28;Revised date:2014-04-08

^{**} 通讯作者:yangdleo@gmail.com Corresponding author:yangdleo@gmail.com

法,特别是高阶调制信号的盲均衡算法研究^[1-2]是 近几年的热点,多模盲均衡算法(Multi-Modulus Algorithm, MMA)结构是其中一种比较好的解决方法。 同时,高速通信带来由于符号周期变短引起码间干 扰持续符号周期数变多的问题,需采用具有更多滤 波器系数的自适应均衡器才能处理,导致均衡器的 实现复杂度大大增加。为降低长滤波器系数自适应 算法的处理复杂度,部分更新(Partial Update, PU) 自适应滤波算法特别是序列部分更新 (Sequential Partial Update, SPU) 自适应算法^[3-4] 是近年来的研 究热点。但是,SPU 算法的收敛速度较完整更新的 算法慢很多,对时变性信道的适应能力较差,采用变 速率(Variable Step Size, VSS)算法是一种有效的解 决手段。传统的变速率自适应算法多采用基于收敛 误差均方值的步长控制方法[5-7],或者基于收敛误 差互相关特性的步长控制方法[8-9],以及收敛误差 非线性函数的步长控制方法^[10]。这类 VSS 算法都 是经验型的控制方法,稳态收敛步长需要事先计算 确定,并且算法的收敛速度与参数的设置相关性很 大。对于 PU-LMS 算法, 文献 [11] 针对 M-Max SPU LMS 算法提出了基于最大化抽头系数误差向量均 方导数的步长控制方法,这种方法能够确定性地计 算出自适应算法的最大步长,控制参数少,能够及时 对信道变化做出响应,具有更快的收敛速度。文献 [12]对文献[11]进行了改进,采用切换的方式减小 了噪声对算法的影响。文献[13-15]将这种步长控 制的方法用在回声对消以及水声信道通信中,并得 到了既降低复杂度又能适应信道变化的算法。

上述文献中讨论的确定性步长控制算法都是针对 LMS 结构设计的,需已知期望信号,对于 MMA 等 具有非线性目标函数的均衡算法并不适用。本文讨 论了在非线性目标函数下,部分更新自适应均衡算 法的确定性步长控制方法,给出了适用于任意非线 性误差函数的变步长盲均衡算法,并对基于 MMA 架构的 Ch-MMA 算法进行了仿真验证。

2 部分更新 MMA 盲均衡算法

· 870 ·

假设加性高斯白噪声信道下,发射端信号序列 $\{a(k)\},经过信道\{h(k)\},在接收端获得的数据为$ $<math>\{x(k)\}:$

$$x(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i) a(k-i) e^{j\varphi(k)} + n(k)$$
 (1)
其中, {n(k)}表示接收信号中的加性高斯白噪声信

号,φ(k)表示相位噪声和载波频偏的总和。

电讯技术

盲均衡算法通过自适应调整 L 阶滤波器抽头系数 $\{w_i(k), i=0,1,\dots,L-1\}$,对接收数据进行自适应 滤波得到均衡输出 $\{y(k)\}$:

$$y(k) = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(k) \boldsymbol{w}(k)$$
 (2)

其中, $\mathbf{x}(k) = [x(k) \ x(k-1) \ \cdots \ x(k-L+1)]^{\mathrm{T}}$ 。

SPU 算法在每次自适应迭代时仅更新滤波器系数向量中的一部分,通过 P 次迭代完成整个系数向量的更新。假设滤波器长度 L 是 P 的整数倍,滤波器系数的序号构成序号集 $S = \{1, 2, \dots, L\}, 将 S 划 分成等元素个数互不交叠的 P 个子集 <math>S_1, S_2, \dots, S_P$ 。定义抽取矩阵 I_i 对应子集 S_i ,即 I_i x(k)为包含 L/P 个非零元素的向量,且这些非零元素在 x(k)中的序号属于子集 S_i 。SPU 算法的系数更新方程基本形式为

 $w(k+1) = w(k) + \mu(k)e(k)I_kx^*(k)$ (3) 其中, $\mu(k)$ 表示 k 时刻自适应滤波器的步长;e(k)表示均衡误差,不同代价函数具有不同形式的误差 函数; I_k 表示从 P 个子集中随机选取的一种抽取方 式^[3],且选取方式与输入数据 x(k) 和 e(k) 无关。

对于块迭代算法,块长为 N 的 SPU 算法系数更 新方程基本形式可表示为

$$\boldsymbol{w}(nN+N) = \boldsymbol{w}(nN) + \boldsymbol{\mu}(nN) \cdot \sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \boldsymbol{I}_{nN+r} \boldsymbol{x}^{*}(nN+r)$$
(4)

LMS 算法通过最小化滤波器输出 y(k) 与期望 信号 d(k) 的均方误差获得理想抽头系数,代价函数 如式(5)所示,其误差函数可表示为 e(k) = d(k) - y(k)。

$$J_{D} = E\{ |d(k) - y(k)|^{2} \}$$
(5)

盲均衡算法通过对均衡器输出结果建立与发送 数据统计特性相关的代价函数,并最小化实现 ISI 的消除。MMA 盲均衡算法是一种对 QAM 调制方式 很有效的盲均衡算法,能够在补偿接收信号中 ISI 的同时消除一定的相位偏差。文献[1]给出的 Ch-MMA 算法是 MMA 算法的一种改进形式,能够实现 更佳的稳态性能,其代价函数及误差函数分别为

$$J_{\text{Ch-MMA}} = E\{ |y_R(k)|^4 - 4/3 \cdot R_{4,R} |y_R(k)|^3 \} + E\{ |y_I(k)|^4 - 4/3 \cdot R_{4,I} |y_I(k)|^3 \}$$
(6)

 $e_{\text{Ch-MMA}}(k) = y_{R}(k) \cdot (R_{4,R} | y_{R}(k) | - | y_{R}(k) |^{2}) + jy_{I}(k) \cdot (R_{4,I} | y_{I}(k) | - | y_{I}(k) |^{2})$ (7)

其中,

$$R_{2,R} = E |a_R(k)|^4 / E |a_R(k)|^3$$
,

 $R_{2,I} = E |a_I(k)|^4 / E |a_I(k)|^3$

3 确定性变速率 MMA 盲均衡算法

对于 MMA 类具有非线性误差函数的自适应迭 代算法,高阶 QAM 调制信号下,算法的误差函数即 使在算法收敛的情况下仍然存在稳态残差,直接采 用文献[11-12]中给出的 VSS 算法在稳态时并不能 获得足够小的步长值,导致算法的稳态性能较差,因 此这种步长控制算法并不能直接用于 MMA 类非线 性误差函数的自适应算法。为解决 MMA 类算法确 定性 VSS 控制的问题,本文在详细分析 SPU-MMA 算法抽头系数误差向量的基础上,得出了适应于 MMA 算法的确定性 VSS 控制方法。

对于 Ch-MMA 等盲均衡算法,在时不变信道下,假设理论上最佳的均衡器抽头系数向量为 w_{opt} 。定义抽头系数误差向量 $v(k) = w_{opt} - w(k)$,用 w_{opt} 同时减去式(4)左右两边,可得

$$\mathbf{v}(nN+N) = \mathbf{v}(nN) - \mu(nN) \cdot \sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \mathbf{I}_{nN+r} \mathbf{x}^{*}(nN+r) \quad (8)$$
武(8)两边同时平方并取期望,可得

$$E\{ \| \mathbf{v}(nN+N) \|^{2} \} = E\{ \| \mathbf{v}(nN) \|^{2} \} - \mu(nN) \cdot E\{ \sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \mathbf{v}^{H}(nN) \mathbf{I}_{nN+r} \mathbf{x}^{*}(nN+r) \} - \mu(nN) \cdot E\{ \sum_{r=0}^{N-1} e^{*}(nN+r) \mathbf{I}_{nN+r} \mathbf{x}^{T}(nN+r) \mathbf{v}(nN) \} + \mu^{2}(nN) \cdot E\{ \| \sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \mathbf{I}_{nN+r} \mathbf{x}^{*}(nN+r) \|^{2} \} \quad (9)$$
其中, E\{ \cdot \} 表示取期望操作。

定义系数误差向量平方范数的递减量为 $\Delta E \{ \| v(nN) \|^2 \}, 为使得 E \{ \| v(nN) \|^2 \} 减小最快,可通过最大化 \Delta E \{ \| v(nN) \|^2 \} 实现。此时满$ $足 <math>\Delta E \{ \| v(nN) \|^2 \}$ 对 $\mu(nN)$ 的偏导数为零,也即 $\partial \Delta E \{ \| v(nN) \|^2 \}_{-}$

$$\partial \mu(nN)$$

$$\frac{\partial [E \{ \| \mathbf{v}(nN) \|^2 \} - E\{ \| \mathbf{v}(nN+N) \|^2 \}]}{\partial \mu(nN)} = 0 \quad (10)$$

将式(9)代入式(10)并进行简单的推导后, 可得

$$\mu(nN) = \frac{E\{R\{\sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r)\mathbf{v}^{\mathrm{H}}(nN)\mathbf{I}_{nN+r}\mathbf{x}^{*}(nN+r)\}\}}{E\{\|\sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r)\mathbf{I}_{nN+r}\mathbf{x}^{*}(nN+r)\|^{2}\}}$$
(11)

其中R{·}表示取复数的实部操作,式(11)可知

 $\mu(nN)$ 是一个精确的随收敛状态变化的实数。

式(11)的直接推导比较困难,下面首先讨论当 N=1时的特例,并用 k 代替 nN+r 简化符号表达。 由于抽取方式 I_k 与 x(k)和 e(k)统计独立,那么式 (11)的分子分母可分别表示为

$$E\{ | e(k) \mathbf{I}_{k} \mathbf{x}^{*}(k) |^{2} \} = E\{ | e(k) |^{2} \mathbf{x}^{T}(k) \mathbf{I}_{k} \mathbf{x}^{*}(k) \} = \frac{1}{P} E\{ | e(k) |^{2} || \mathbf{x}(k) ||^{2} \}$$
(12)

$$E\{R\{e(k)\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{I}_{k}\boldsymbol{x}^{*}(k)\}\} = \frac{1}{P}E\{R\{e(k)\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{x}^{*}(k)\}\}$$
(13)

从上面的推导结果可以看出,逐符号迭代情况 下,PU 算法与完整算法的步长计算表达式一致,步 长控制只与当前的跟踪状态相关,而与 SPU 算法的 具体实现形式无关。由于式(13)中v(k)是未知量, 需进一步推导式(13)的近似表达式。假设理想期 望信号d(k)满足 $d(k) = w_{opt}^{T} x(k) + \eta(k), \eta(k)$ 是零 均值复高斯随机信号,且与x(k)不相关^[3],那么 $v^{T}(k)x(k) = (w_{opt}^{T} - w^{T}(k))x(k) = d(k) - y(k) - \eta(k)$ (14)

$$E\{R\{e(k)v^{H}(k)x^{*}(k)\}\} = E\{R\{e(k)(d(k)-y(k))^{*}\}\} - E\{R\{e(k)\eta^{*}(k)\}\}$$
(15)

采用文献[11]相同的假设: $\eta(k) = v(k), x(k)$ 不相关。对于指定系统而言 w_{opt} 为常数,因此 $\eta(k)$ 与w(k)不相关。而滤波器输出y(k) = w(k)和 x(k)的点积,因此 $\eta(k) = y(k)$ 不相关。对于 MMA 等盲均衡算法,e(k)为y(k)的非线性函数,因此 $\eta(k) = e(k)$ 不相关,那么式(15)中等式右边第二 项等于零。因此,逐符号自适应盲均衡算法的步长 计算公式可简化为

$$\mu(k) = \frac{E\{R\{e(k)(d(k) - y(k))^*\}\}}{E\{|e(k)|^2 || \mathbf{x}(k) ||^2\}} \quad (16)$$

采用同样的方法对块迭代算法进行推导,式 (11)的分子(以A表示)可简化为

$$A = \frac{1}{P} E\{R\{\sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) (d(nN+r) - y(nN+r))^*\}\}$$
(17)

(17)

式(11)分母的计算涉及到输入数据与误差的 互相关特性,而这些量的准确值都是未知的。通过 观察,我们发现式(11)分母的计算表达式为不包含 步长因子的抽头系数累计更新量,定义如下:

· 871 ·

$$\Delta \boldsymbol{w}(k) \simeq \sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \boldsymbol{I}_{nN+r} \boldsymbol{x}^{*}(nN+r) \quad (18)$$
那么,此时块迭代盲均衡算法的步长计算公式为

$$\mu(nN) = \frac{E\{R\{\sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) (d(nN+r) - y(nN+r))^*\}}{P \cdot E\{ \|\Delta w(k)\|^2\}}$$
(19)

实际中步长计算式(16)和式(19)中的期望信 号 *d*(*k*)是未知的,可采用判决结果 *d*(*k*)代替。参 照文献[11],对步长计算式中的期望信号采用递归 方式进行计算,逐符号迭代和块迭代部分更新算法 分别定义如下:

$$\begin{cases} p(k+1) = \alpha \cdot p(k) + (1-\alpha) \cdot R \{ e(k) (\hat{d}(k) - y(k))^* \} \\ q(k+1) = \alpha \cdot q(k) + (1-\alpha) \cdot |e(k)|^2 r(k) \\ r(k+1) = \beta \cdot r(k) + |x(k)|^2 \end{cases}$$

电讯技术

$$\begin{cases} p(n/N+N) = \alpha_N \cdot p(n/N) + (1-\alpha_N) \cdot \\ R\{\sum_{r=0}^{N-1} e(nN+r) \left(\hat{d}(nN+r) - y(nN+r) \right) \} \\ q(nN+N) = \alpha_N \cdot q(nN) + (1-\alpha_N) \cdot \| \Delta w(k) \|^2 \end{cases}$$

$$(21)$$

其中,参数 α , β 和 α_N 都是 0 ~1 之间的递推控制参数, 此时步长计算表达式可表示为

$$\mu(k) = \begin{cases} \mu_{\max}, \quad \gamma \mid p(k) \mid /q(k) \gg \mu_{\max} \\ \mu_{\min}, \quad \gamma \mid p(k) \mid /q(k) \ll \mu_{\min} \end{cases} (22) \\ \gamma \cdot \mid p(k) \mid /q(k), \quad \text{otherwise} \end{cases}$$
$$\mu(nN) = \begin{cases} \mu_{\max,N}, \quad \gamma \cdot \mid p(nN) \mid /(P \cdot q(nN)) \gg \mu_{\max,N} \\ \mu_{\min,N}, \quad \gamma \cdot \mid p(nN) \mid /(P \cdot q(nN)) \ll \mu_{\min,N} \\ \gamma \cdot \mid p(nN) \mid /(P \cdot q(nN)), \quad \text{otherwise} \end{cases}$$
(23)

其中,参数 $\gamma(\gamma<1)$ 是自适应步长的调整因子。由 于直接计算得出的步长值往往较大,为保证系统性 能,采用参数 γ 对步长进行一定程度的收缩。同时, 为保证算法的有效收敛,需对步长的取值范围进行 限制。文献[5]给出:当 $\mu_{max} \leq 2 \cdot tr(R)/3$ 时,即可 保证算法的有效收敛,其中矩阵 R 表示输入信号序 列的自相关矩阵。

为指示方便,我们将式(22)对应的 MMA 算法 命名为 DVSS-MMA(Deterministic Variable Step Size MMA),将式(23)对应的 MMA 算法命名为 BDVSS-MMA(Block DVSS-MMA)。为比较文中提出算法 与传统基于收敛误差均方值的 VSS 算法^[6]和针对 LMS 结构提出的 S-VSS 算法^[12]的计算复杂度,表 1 ·872·

表 1 各 VSS 算法的实现复杂度比较

Table 1 The computational complexity of various VSS algorithms

| VSS 算法 | 实数乘次数 | 加法次数 | 除法次数 |
|--------|---------------|------------------------------------|------|
| 文献[6] | 6 | 3 | 0 |
| 文献[12] | 2 <i>L</i> +9 | L-4 | 1 |
| 文献[22] | 13 | 7 | 1 |
| 文献[23] | (2L+2N+4)/N | (<i>L</i> +2 <i>N</i>)/ <i>N</i> | 1 |

表1中第一种算法是基于收敛误差均方值的 VSS 算法,后3种都是确定性的步长控制算法。从 表中可以看出,DVSS-MMA 算法较常规的 VSS 算法 复杂度稍高,但是基本上两者保持在同一复杂度水 平。与 S-VSS 算法相比,由于 DVSS-MMA 算法采 用递归的方式计算 **||x**(*k*) **||**²,因此大大降低了计 算复杂度。对于 BDVSS-MMA 算法由于采用累积 更新量进行计算,其复杂度与块长 *N* 和滤波器系数 长度 *L* 的比值直接相关,当两者的比值接近或者大 于1时,其计算复杂度是所列算法中最低的。

4 计算机仿真分析

本节针对存在码间干扰的16 QAM调制信号,采 用 DVSS 和 BDVSS 方法对 SPU Ch-MMA 算法进行自 适应均衡仿真验证,比较 DVSS-MMA 算法、BDVSS-MMA 算法与常规 VSS 算法和针对 LMS 算法设计的 S -VSS 算法在收敛速度和跟踪能力上的差别,并采用 剩余码间干扰(Residual Inter-Symbol Interference, RI-SI)的对数值评价均衡的效果,定义如下:

$$RISI(n) = 10 \lg \left[\frac{\left(\sum |h(n) * w(n)|^2 - |h(n) * w(n)|^2_{\max} \right)}{|h(n) * w(n)|^2_{\max}} \right]$$
(24)

其中,符号"*"表示卷积运算符。

4.1 时不变信道下 VSS 算法仿真

首先采用固定冲激响应的信道对各种变速率算 法的收敛速率进行仿真。信道特性采用广泛采用的 文献[1]中给出的7抽头信道。仿真中部分更新算 法的基本参数为:部分更新参数 P=2,滤波器长度 L=32,最大步长 $\mu_{max}=1.5\times10^{-2}$,最小步长 $\mu_{min}=1.0\times$ 10^{-4} 。为便于比较各算法的收敛速度,参数设置时 尽量保证各算法能够收敛到近似相当的稳态水平。 DVSS 算法和 BDVSS 算法相关参数设置为: $\alpha =$ 0.99, $\beta=1-1/L$, $\gamma=0.35$, $\alpha_N = \alpha^N = 0.725$ 。采用 5 种不同的步长控制方式进行仿真比较;定步长 $\mu =$ 6.5×10⁻⁴,文献[6]给出的 VSS 算法,文献[12]给出的 S-VSS 算法,以及本文提出的 DVSS-MMA 和 BDVSS-MMA 算法。仿真得出的 RISI 性能收敛曲 线以及步长收敛曲线结果如图 1 和图 2 所示。









Fig. 2 The step-size convergence curve of various VSS algorithms under fixed channel

从图 1 和图 2 中可以看出,变速率算法在收敛 速度上远远快于固定步长算法,可在使用较少数据 的情况下实现稳态收敛。相对于基于收敛误差均方 值的 VSS 算法,确定性变步长算法的收敛速度更 快。VSS 算法收敛较慢,主要是由于 VSS 算法的步 长随着收敛误差的减小迅速降低所致,如图 2 中 VSS 步长变化曲线所示。在 3 种仿真的确定性步长 控制算法中,S-VSS 算法的收敛速度与 DVSS-MMA 和 BDVSS-MMA 算法相当,但是其稳态收敛性能较 后两种算法差很多。与第 3 节中分析相同,由于 MMA 算法在稳态时,误差信号 *e*_{Ch-MMA}并不为零,导 致直接采用误差信号计算得出的步长维持在较高的 水平(如图 2 中 S-VSS 步长收敛曲线所示),使得稳 态性能很差。对于 DVSS-MMA 和 BDVSS-MMA 算 法,收敛速度较 VSS 算法明显快很多,并且两者的 收敛速度与收敛性能相当,说明文中采用抽头系数 的累计更新量取代输入信号与更新误差乘积的期望 来计算步长值是合理的。从步长的稳定性上分析, 确定性步长控制方法的步长抖动较大,特别是 BD-VSS-MMA 算法。这个问题主要是由于确定性步长 控制中除法操作引起的,分子和分母的同时抖动导 致步长抖动加剧。BDVSS-MMA 算法的抖动更明显 是由于其采用了较小的递推控制参数 α_N 所致。实 际中,可以采用一些常用滤波方式对步长进行平滑, 使得步长控制更稳定。

4.2 时变信道下 VSS 算法仿真

这里采用时变信道对各 VSS 算法的跟踪能力 进行仿真,分析各 VSS 算法的动态特性。由于 SPU 算法本身对信道变化的适应能力较差,因此此处采 用变化缓慢的信道进行仿真。为便于观察,采用具 有正弦变化特性的限带信道进行仿真。时变信道采 用0.35 成形因子升余弦成形16QAM调制信号采样 偏差在±25%之间做周期性波动的方式产生,波动 周期为1×10⁵个符号点。采样偏差的归一化幅度和 变化周期如图 3 所示,时变信道下各 VSS 算法的 RISI 跟踪曲线及步长变化曲线如图 4 和图 5 所示。



图 4 不同变速率算法时变信道下的 RISI 性能跟踪曲线 Fig. 4 The RISI convergence curve of various VSS algorithms under timing varying channel





正弦特性变化的信道在采样偏差为零时,信道 变化最快,而在偏差到达峰值时变化最为缓慢。由 于图4和图5中各算法曲线的初始部分处于收敛过 程中,因此会出现不稳定的情况,重点分析稳定跟踪 情况下各 VSS 算法的特性。从 RISI 性能跟踪曲线 可以看出, DVSS-MMA 算法以及 BDVSS-MMA 算法 具有最佳的跟踪性能,即使当采样偏差处于最快速 变化点时,也能够稳定跟踪信道的变化,始终将 RI-SI 维持在-28 dB以下。而固定步长算法与 VSS 算 法在这种情况下,出现了 RISI 接近-18 dB和-20 dB 的情况,跟踪性能较差。从图5中可以看出,出现这 种情况主要是由于当信道变化时固定步长和 VSS 算法不能根据信道的变化及时调整跟踪步长或者调 整的幅度太小造成的。对于 S-VSS 算法,当信道发 生变化时,其步长值基本保持不变,也就是说此算法 对信道变化并不敏感,因此并不能有效跟踪信道的 变化,与定步长的效果相当。总体上而言,DVSS-MMA 算法和 BDVSS-MMA 算法具有相似的跟踪性 能,都能够有效地跟踪信道的变化:当信道较为平稳 时,能够实现接近定步长的稳态性能:当信道变化迅 速时也能够将算法的滞后误差限制在合理的水平 上,保证系统的稳定跟踪。

5 结束语

本文针对具有较低计算复杂度的 SPU-MMA 算法存在收敛速度慢和信道跟踪性能差的问题,讨论 了基于最大化抽头系数误差向量均方导数的确定性 变速率算法如何应用到 MMA 算法盲均衡算法上的 方法。根据 MMA 算法的误差函数特点,重新推导 了 MMA 算法确定性变步长算法的实现形式,得出 了适合于逐符号迭代的 DVSS-MMA 算法和块迭代 •874• 的 BDVSS-MMA 算法,并采用递归的方式迭代计算 步长值。在计算复杂度方面,DVSS-MMA 算法的计 算复杂度稍高于常用的 VSS 算法,但两者相差不 大;BDVSS-MMA 算法在块长 N 等于或者大于滤波 器系数长度 L 时,具有比 VSS 算法更低的计算复杂 度。总体上,新算法的复杂度水平与 VSS 算法相 当。在收敛性能方面,对固定信道和缓变信道下各 VSS 算法的仿真结果分析得出:DVSS-MMA 算法和 BDVSS-MMA 算法具有相似的性能,都具有更快的 收敛速度和更好的稳态跟踪性能,能够很好地解决 SPU-MMA 盲均衡算法收敛速度慢和信道跟踪性能 差的问题。为进一步分析算法对不同代价函数的适 应能力,我们下一步的重点研究内容是从理论上分 析算法的收敛特性和稳态收敛性能,并得出最佳的 设计参数。

参考文献:

- [1] 杨大龙,陈大海,张健,等. 高阶调制通用恒模盲均衡算法
 [J]. 电子与信息学报,2012,34(12):2855-2861.
 YANG Da-long, CHEN Da-hai, ZHANG Jian, et al. Constant modulus equalization algorithm for higher-order general constellations [J]. Journal of Electronics & Information Technology,2012,34(12):2855-2861. (in Chinese)
- [2] 阮秀凯,蒋啸,李昌.一种适用于高阶 QAM 系统 Bussgang 类盲均衡新方法 [J]. 电子与信息学报, 2012,34(8):2018-2022.
 RUAN Xiu-kai, JIANG Xiao, LI Chang. A novel method of Bussgang-type blind equalization in high-order QAM systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(8):2018-2022. (in Chinese)
- [3] Godavarti M, Alfred O H. Partial update LMS algorithms
 [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53 (7):2382-2399.
- [4] Zhou Y, Chan S C, Ho K L. New sequential partial-update least mean M-estimate algorithms for robust adaptive system identification in impulsive noise [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9):4455-4470.
- [5] Kwong R H, Johnston E W. A variable step size LMS algorithm [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992,40(7):1633-1642.
- [6] Jusak J, Hussain Z M, Harris R J. Performance of variable step-size dithered signed-error CMA for blind equalization [C]//Proceedings of the IEEE Region 10 Conference. Chiang Mai, Thailand: IEEE, 2004:684-687.
- [7] Ashmawy D, Banovic K, Abdel Raheem E, et al. Joint MCMA and DD blind equalization algorithm with variable –step size [C]//Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Electro/Information Technology. Windsor: IEEE, 2009:174–177.
- [8] Zhao B, Zhao J, Li D. A new variable step-size constant

modulus blind equalization algorithm [C]//Proceedings of International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence. Sanya: IEEE, 2010:289–291.

- [9] Demir M A, Ozen A. A novel variable step size constant modulus algorithm based on autocorrelation of error signal for blind equalization [C]//Proceedings of 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing(TSP). Budapest: IEEE, 2011:500-504.
- [10] Zhang L Y, Chen L, Sun Y S. Variable step-size CMA blind equalization based on non-linear function of error signal [C]//Proceedings of 2009 International Conference on Communications and Mobile Computing. Yunnan:IEEE,2009:396-399.
- [11] Mayyas K. A variable step-size selective partial update LMS algorithm [J]. Digital Signal Processing, 2013, 23 (1):75-85.
- [12] Chien Y R, Tseng W J. Switching-based variable stepsize approach for partial update LMS algorithms [J]. Electronics Letters, 2013, 49(17):1081-1083.
- [13] Hadei S A, Azmi P. A novel adaptive channel equalization method using variable step-size partial rank algorithm [C]//Proceedings of Sixth Advanced International Conference on Telecommunications. Barcelona: IEEE, 2010;201-206.
- [14] Sharma M, Nath R. Multiple sub-filter using variable step size and partial update for acoustic echo cancellation [C]//Proceedings of IEEE 8th International Colloquium on Signal Processing and its Applications. Melaka: IEEE, 2012:261-265.
- [15] Soflaei M, Azmi P, Mostajeran E. Using selective partial update – selective regressor affine projection algorithms for adaptive equalization in underwater acoustic communications [C]//Proceedings of 2013 International Conference of Information and Communication Technology. Bandung:IEEE, 2013:372–376.

作者简介:



杨大龙(1987—),男,重庆大足人,博士 研究生,主要研究方向为宽带接收机自适应 盲均衡技术;

YANG Da – long was born in Dazu, Chongqing, in 1987. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns a-

daptive blind equalization in broadband receiver.

Email:yangdleo@gmail.com

任亚博(1987—),男,河南许昌人,博士研究生,主要研 究方向为信道编译码技术;

REN Ya – bo was born in Xuchang, Henan Province, in 1987. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns channel codec technology.

张 健(1968—),男,四川大竹人,研究员、博士生导师,主要研究方向为太赫兹科学与技术;

ZHANG Jian was born in Dazhu, Sichuan Province, in 1968. He is now a research fellow and also the Ph. D. supervisor. His research concerns terahertz science and technology.

陈志强(1971—),男,江苏常州人,研究员、博士生导师,主要研究方向为辐射信息的获取与处理、成像系统核科 学可视化;

CHEN Zhi – qiang was born in Changzhou, Jiangsu Province, in 1971. He is now a research fellow and also the Ph. D. supervisor. His research concerns acquisition and processing of nuclear radiation information, imaging systems for nuclear science visualization.

陈大海(1970—),男,江苏启东人,副研究员,主要研究 方向为宽带数字接收机。

CHEN Da – hai was born in Qidong, Jiangsu Province, in 1970. He is now a research associate. His research concerns broadband digital receiver.